

고효율 및 고역률 LED 구동회로 위한 Balanced Forward-Flyback 컨버터

황민하¹, 강정일², 한상규[†]

Balanced Forward-Flyback Converter for High Efficiency and High Power Factor LED Driver

Min-Ha Hwang¹, Jeong-Il Kang², and Sang-Kyoo Han[†]

Abstract - A balanced forward-flyback converter for high efficiency and high power factor using a forward and flyback converter topologies is proposed in this paper. The conventional AC/DC flyback converter can achieve a good power factor but it has the high offset current through the transformer magnetizing inductor, which results in a large core loss and low power conversion efficiency. And, the conventional forward converter can achieve the good power conversion efficiency with the aid of the low core loss but the input current dead zone near zero cross AC input voltage deteriorates the power factor. On the other hand, since the proposed converter can operate as the forward and flyback converters during switch turn-on and turn-off periods, respectively, it cannot only perform the power transfer during an entire switching period but also achieve the high power factor due to the flyback operation. Moreover, since the current balanced capacitor can minimize the offset current through the transformer magnetizing inductor regardless of the AC input voltage, the core loss and volume of the transformer can be minimized. Therefore, the proposed converter features a high efficiency and high power factor. To confirm the validity of the proposed converter, theoretical analysis and experimental results from a prototype of 24W LED driver are presented.

Keywords: LED driver, high efficiency, PFC forward converter

1. 서 론

LED(Light Emitting Diode)는 긴 수명, 고효율, 친환경 등의 장점으로 차세대 조명 소자로 각광받고 있다.^[1] LED 구동을 위한 전원 회로는 안전규격 만족을 위해서 전기적인 절연이 필수적이고, 25W급의 소용량의 제품에서도 역률 보정 기능과 고조파 규제 (IEC6100-3-2 Class C)가 적용된다. 최근 이러한 특성을 지닌 LED 구동용 전원 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 에너지 소모를 줄이기 위한 방안으로 90% 이상의 고효율 동작을 요구하고 있다. 하지만 기존의 PFC

flyback 컨버터는 우수한 역률을 획득할 수 있으나 코어 손실이 크므로 효율이 낮은 반면 forward 컨버터의 경우 코어손실이 작아 높은 효율을 획득할 수 있으나 daed zone이 존재하여 고역률 획득이 어려운 단점을 갖는다. 따라서 본 논문에서는 forward 컨버터와 flyback 컨버터의 장점을 동시에 구현할 수 있는 고효율 및 고역률 balanced forward-flyback 컨버터를 제안한다.

2. 기존 조명용 LED 구동회로

기존의 조명용 LED 구동회로는 크게 two-stage 구동 방식과 single-stage 구동방식으로 분류할 수 있다. two-stage로 구성된 LED 구동회로는 역률 보정을 위한 PFC 회로단과 출력전류 제어를 위한 DC/DC 단의 구조로 이루어져 있다. 이러한 two-stage 구동방식의 경우 PFC단과 DC/DC단의 역할이 분담되어 최적 설계가 가능한 장점이 있으나 2단 구성으로 인한 전체 시스템 전

Paper number: TKPE-2013-18-5-11 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: djhan@kookmin.ac.kr, POESLA, School of Electrical Eng., Kookmin University

Tel: +82-2-910-5467 Fax: +82-2-910-4449

¹ POESLA, School of Electrical Eng., Kookmin University

Manuscript received Nov. 20, 2012; accepted May 7, 2013

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 우수추천논문임

Table 1 Loss analysis specification for conventional flyback Converter

Input Voltage	90V _{RMS} - 264V _{RMS}
Output Voltage (V _o)	42V
Output Current (I _o)	570mA
Magnetizing Inductance (L _m)	590uH
Leakage Inductance (L _{lk})	35uH
Output Diode	SR 320 (V _F : 0.65V)
Switch (MOSFET)	SPA08N80C3 (Ron: 1.1ohm)
Control method	BCM(Boundary Conduction Mode)

력변환 효율 및 신뢰성이 저하되며, 부피가 증가하는 단점이 있어 소용량 LED 구동회로에서는 주로 사용되지 않는다. 반면 single-stage 방식은 하나의 컨버터를 사용하여 역률 개선 기능 및 LED 출력 전류제어를 동시에 할 수 있으며 그림 3에 single-stage 구동방식의 대표적인 예로 PFC flyback 컨버터를 나타내었다.^[2] 이러한 single-stage 구동방식은 회로의 구성이 간단하고 고역률 동작이 용이하나 90% 이상의 고효율 동작이 어려운 단점이 있다. 따라서 효율 저하의 원인을 분석하기 위해 표 1에 제시한 flyback 컨버터의 사양을 토대로 이론적인 손실분석을 수행 하였다.

그림 1은 이론적 손실분석을 통한 예상 효율과 실제 실험을 통해 측정된 효율을 나타내고 있으며, 그림 1에서 보인 바와 같이 이론적 효율과 측정된 효율은 약 2%의 오차를 가지고 동일한 경향성을 보이는 것을 확인할 수 있다. 그림 2는 이론적 손실분석 시 계산된 주요 손실 요소를 항목별로 보이고 있으며 그 결과

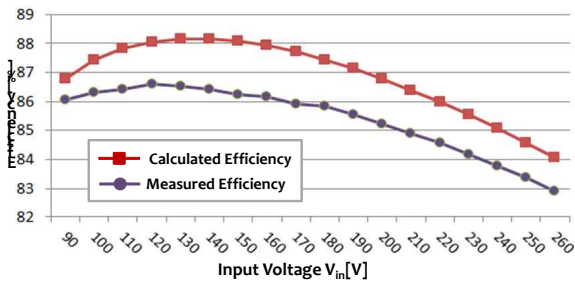


Fig. 1 Calculated and measured efficiencies

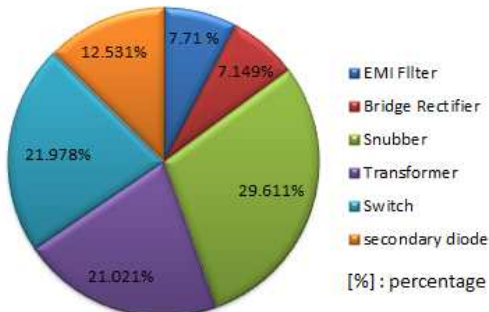


Fig. 2 Loss proportion of conventional flyback converter

컨버터의 입력 필터, 브리지 다이오드, 스너버, 트랜스포머, 스위치, 출력 다이오드에서 대부분의 손실이 발생함을 예상할 수 있었다. 특히 기존 flyback 컨버터는 1차측 RCD 스너버와 트랜스포머 그리고 스위치에서 발생하는 손실이 전체 손실 중 가장 큰 비율을 차지하고 있으며, 특히 flyback 컨버터는 자화 인덕터의 오프셋 전류로 인한 코어 손실 크기 때문에 고효율 획득이 어려운 한계가 있음을 알 수 있다. 한편, 코어 손실을 줄이기 위한 방안으로는 트랜스포머의 자화 인덕터 오프셋 전류가 작은 forward 컨버터를 적용할 수 있다. 하지만 forward 컨버터는 입력전압의 크기에 따라 dead zone이 발생하여 우수한 역률을 획득하기 어려운 단점이 있다.^[3] 그림 3과 4에 기존의 flyback 컨버터와 forward 컨버터를 도시하였으며, 상기 내용을 종합하여 각각의 회로를 자화 인덕터의 오프셋 전류 관점과 역률관점에서 비교해보면 다음과 같다.

2.1 자화 인덕터(L_m)의 평균 전류 관점

그림 3에서 보이고 있는 기존 flyback 컨버터의 자화 인덕터 평균 전류는 트랜스포머 1차측 평균전류 I_{in}과 2차측 다이오드 평균전류 I_o를 턴 비로 나눈 전류의 합으로 나타낼 수 있으며, 이를 정리하면 식 (1)과 같다.

$$\langle I_{Lm_flyback} \rangle = \frac{N_s}{N_p} I_o + I_{in} = \frac{1}{1-D} \frac{N_s}{N_p} I_o \quad (1)$$

forward 컨버터의 자화 인덕터 평균 전류는 그림 4와 같이 나타낼 수 있으며, 정리하면 식 (2)와 같다.

$$\langle I_{Lm_forward} \rangle = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{N_c}{N_p}\right) \frac{|V_{in}|}{L_m} D^2 T_s \quad (2)$$

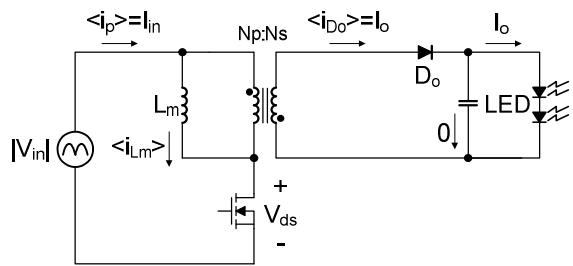


Fig. 3 Conventional PFC flyback Converter

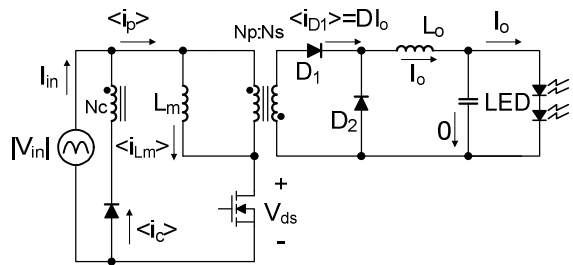


Fig. 4 Conventional PFC forward Converter

위의 식 (1)과 (2)를 바탕으로 각 회로의 자화 인덕터 전류를 아래 그림 5에 도시하였다. 식(1)과 (2)를 비교해 봤을 경우, flyback 컨버터의 자화 인덕터 평균 전류는 부하 전류에 영향을 받는 반면 forward 컨버터의 자화 인덕터 평균 전류는 부하 전류와 무관한 것을 확인할 수 있다. 따라서 forward 컨버터의 자화 인덕터 평균 전류는 flyback 컨버터 보다 매우 작으므로 트랜스포머의 코어 손실 저감에 유리하기 때문에 고효율 획득이 용이하다.

2.2 역률(Power Factor) 관점

flyback 컨버터와 forward 컨버터의 PFC 동작시의 입력전압(V_{in})과 입력전류(I_{in}) 파형을 그림 6에 나타내었다. 그림 6(a)의 flyback 컨버터는 buck-boost 컨버터의 절연형으로 buck-boost 컨버터와 동일한 동작 특성을 갖는다. 따라서 입력전압의 크기에 관계없이 전 구간에서 출력 측으로 전력전달이 가능하므로 높은 역률 특성을 나타낸다. 하지만, 그림 6(b)의 forward 컨버터는 buck 컨버터의 절연형 컨버터이므로 입력전압이 트랜스포머 2차측으로부터 유기된 전압보다 큰 구간에서만 전력전달이 가능하게 되므로 dead zone이 발생하여 역률 특성이 좋지 못하다. 따라서 역률 관점에서는 flyback 컨버터가 forward 컨버터 보다 고효율 획득이 용이하다.^[4] 종합하여 보면, 고효율 동작에는 자화 인덕터의 오프셋 전류가 적은 forward 컨버터가 유리하며, 역률 개선 측면에서는 buck-boost 동작 특성을 갖는 flyback 컨버터가 유리하다. 따라서 본 논문에서는 코어 손실 저감 및 고효율 획득이 모두 용이한 새로운 LED 구동회로를 제안한다.

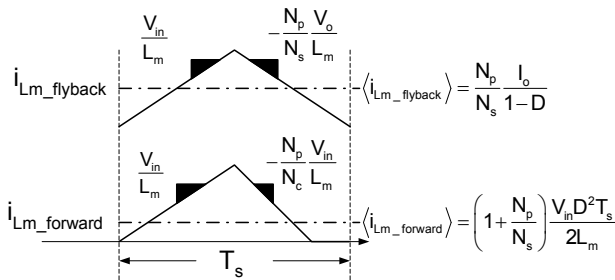


Fig. 5 Magnetizing inductor offset

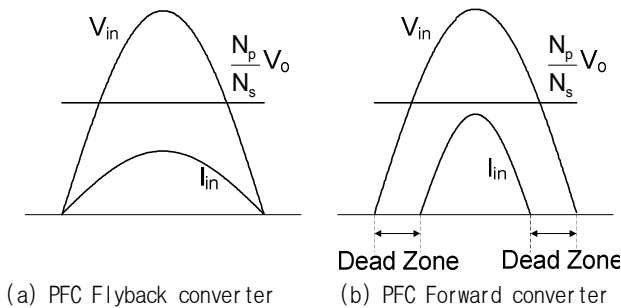


Fig. 6 PFC operation of forward and flyback converters

3. 제안된 balanced forward-flyback 컨버터

본 논문에서는 그림 7과 같이 forward 컨버터와 flyback 컨버터의 결합을 통하여 고효율 및 고역률 동작이 가능한 balanced forward-flyback 컨버터를 제안한다. 제안 회로의 1차측 구성은 기존의 flyback 컨버터와 동일하나 2차측 구성은 출력 다이오드 3개와 출력 인덕터 그리고 DC 블러킹 캐패시터를 사용하여 구성 되어 있다. 제안 회로는 스위치 온 시 forward 컨버터로서 D_1 과 L_o 를 통해 출력측으로 에너지 전달을 수행하고 스위치 오프 시 D_2 를 통해 출력 인덕터 전류가 환류하며 이와 동시에 flyback 컨버터로서 D_2 와 D_3 를 통하여 자화 인덕터 전류를 출력측으로 전달한다. 또한, 2차측에 삽입된 DC 블러킹 캐패시터 C_b 는 입력전압 크기에 관계없이 forward 컨버터의 동작을 가능하게 하므로 자화 인덕터의 전류 오프셋을 최소화 할 수 있어 코어손실 저감을 통한 고효율 달성이 가능하다. 뿐만 아니라 제안된 회로는 입력전압 전 구간에서 걸쳐 전력전달이 항상 이루어지므로 고효율 달성이 가능하다. 한편, 다이오드 D_1 과 D_3 는 항상 출력 전압에 클램프되므로 별도의 RC 스너버가 필요하지 않아 부가적인 효율 개선효과를 가진다.

3.1 제안된 LED 구동회로의 동작원리

그림 8은 제안된 LED 구동회로의 스위치 상태에 따른 전류 도통경로를 보이고 있다. 스위치 M_1 이 온 되면 그림 8(a)와 같은 도통경로가 형성되고 2차측 트랜스포머 권선 방향에 의해 다이오드 D_1 이 도통하여 forward 컨버터 모드로 동작한다. 스위치 M_1 이 오프 되면 그림 8(b)와 같은 도통경로가 형성되고 트랜스포머 권선 방향에 의해 D_2 및 D_3 가 도통하여 출력 인덕터 전류가 환류하게 되며 동시에 flyback 컨버터 동작을 통하여 트랜스포머의 자화 인덕터 전류를 출력 측으로 전달하게 된다. 그림 9에서는 전류경계모드(BCM)로 동작하는 제안된 역률개선 forward-flyback 컨버터를 일례로 2차 측에 삽입된 DC 블러킹 캐패시터 C_b 의 유무에 따른 트랜스포머 1차측 및 자화 인덕터 전류를 보이고 있다. 제안된 forward-flyback 컨버터에서 forward 컨버터 동작유무를 결정하는 주요 인자는 트랜스포머 2차측에 유기되는 전압 $V_{sec} = V_{in} / (N_p / N_s)$ 과 C_b 의 전압 V_{Cb} 의 합인 V_{rec} 로서 C_b 가 없는 경우 V_{rec} 는 $V_{sec} = V_{in} / (N_p / N_s)$ 과 동일하다.

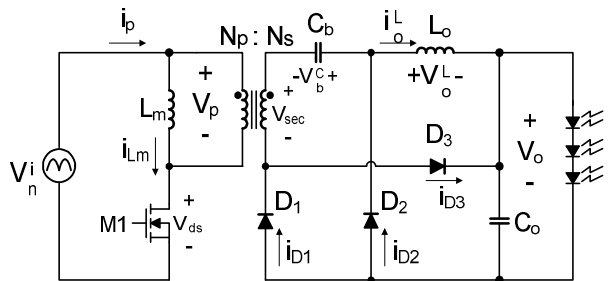


Fig. 7 Proposed balanced forward-flyback converter

3.1.1 forward-flyback 컨버터

그림 9(a)는 DC 블러킹 캐패시터 C_b 가 없는 경우 주요 동작파형을 보이고 있으며 입력전압이 낮은 경우 $V_{sec} = V_{in} / (N_p / N_s)$ 이 출력 전압 보다 큰 구간이 작으므로 forward 컨버터의 동작은 제한적이다. 특히 최소 입력전압인 90Vrms에서 대부분의 전력전달은 flyback 컨버터가 담당하므로 1차측의 자화 인덕터 전류크기 또한 기존의 flyback 컨버터와 유사하여 효율 상승효과가 미미하다. 반면, 입력전압의 크기가 커질수록 V_{sec} 가 출력전압보다 커지는 구간이 증가하므로 forward 컨버터의 동작구간이 늘어나며 이로 인해 자화 인덕터의 전류 크기가 줄어들어 코어 손실 저감을 통한 효율 상승이 가능하다. 따라서 DC 블러킹 캐패시터 C_b 가 삽입되지 않은 forward-flyback 컨버터는 입력 전압의 크기에 따라 효율 편차가 크게 발생하며 트랜스포머의 크기 측면에서 기존 flyback 컨버터에 비해 크게 줄어들지 않는 한계가 존재한다.^{[5]-[7]}

3.1.2 제안된 balanced forward-flyback 컨버터

그림 9(b)는 DC 블러킹 캐패시터 C_b 가 삽입된 경우 주요 동작파형으로 제안된 회로는 2차측에 삽입된 DC 블러킹 캐패시터 C_b 의 전하평형의 원리에 의해 스위치 오프 시 C_b 에 흘렀던 flyback 컨버터의 동작 전류와 동일한 크기의 forward 컨버터 동작 전류가 스위치 온 시 C_b 에 반대로 흐르게 된다. 바꿔 말해 DC 블러킹 캐패시터 C_b 의 전압 V_{cb} 는 입력전압의 크기에 반비례하여 증가하며 V_{cb} 가 V_{sec} 에 더해지므로 입력전압의 크기에 상관없이 항상 forward 컨버터의 동작이 가능하다. 따라서 DC 블러킹 캐패시터 삽입을 통하여 90~264Vrms 입력 전압의 크기에 관계없이 자화 인덕터의 오프셋 전류 및 트랜스포머 코어손실을 최소화 할 수 있으며 트랜스포

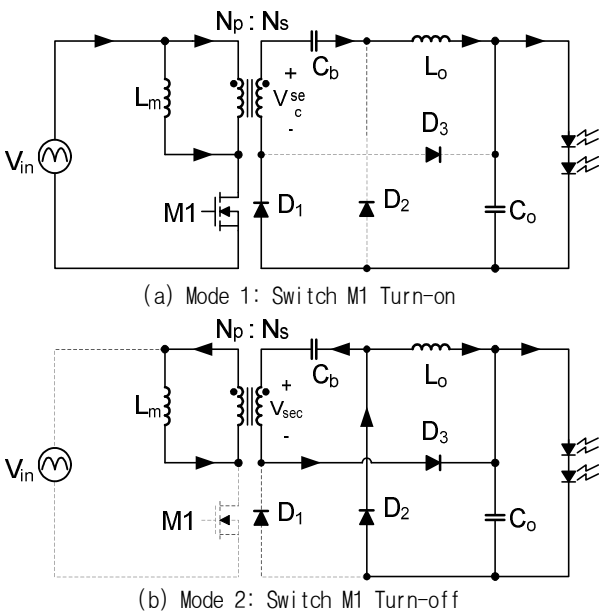


Fig. 8 Conductive path according to switch status

머 크기도 기존 flyback 컨버터에 비해 매우 줄일 수 있는 장점을 가진다.

3.2 제안된 LED 구동회로의 상세 모드해석

제안된 balanced forward-flyback 컨버터의 모드별 동작 해석을 위해 다음을 가정한다.

- i. 모든 소자는 이상적이다.
- ii. 제안된 컨버터는 정상상태에서 동작한다.
- iii. 출력 캐패시턴스 C_o 와 DC 블러킹 캐패시터 C_b 는 충분히 크므로 한 스위칭 주기 내에서 출력 전압 V_o 와 V_{cb} 는 일정하다고 가정한다.

제안된 회로는 전류연속모드(CCM), 전류불연속모드(DCM), 전류경계모드(BCM)으로 모두 동작이 가능하며, 본 논문에서는 전류경계모드(BCM)으로 동작하는 balanced forward-flyback 컨버터를 일레로 든다. 제안된 컨버터의 동작은 그림 10과 같이 1차측 스위치 M_1 의 스위칭 상태에 따라 2개의 mode로 나눌 수 있다. t_0 시점 이전 제안된 컨버터는 M_1 이 off 되어 있어 트랜스포머 자화 인덕터에 저장된 에너지를 다이오드 D_2 및 D_3 를 통해 출력 측으로 전달하는 flyback 컨버터 동작을 하고 있고 이와 동시에 출력 인덕터 전류는 다이오드 D_2 를 통해 환류하고 있다. 이때 DC 블러킹 캐패시터 C_b 는 2차측 전류에 의해 충전되고 있다.

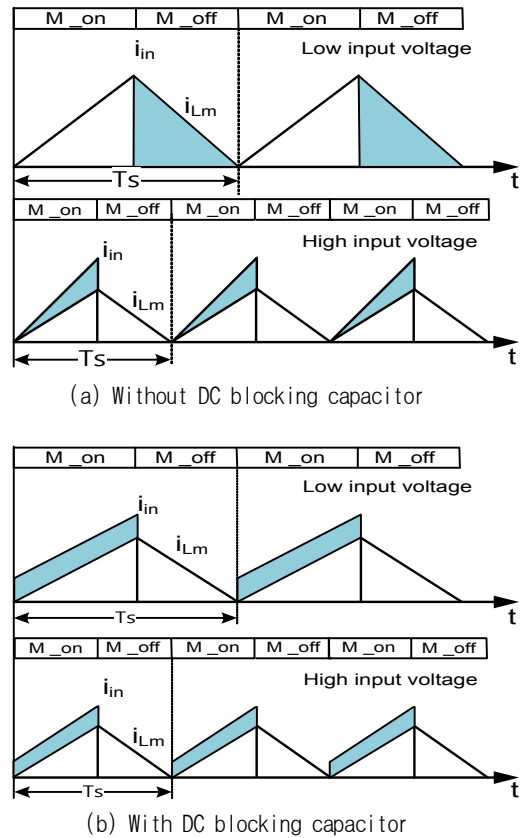


Fig. 9 Magnetizing inductor current according to presence or absence of DC blocking capacitor

① Mode 1 ($t_0 - t_1$)

자화 인덕터의 영전류가 검출되어 스위치 M_1 이 턴-온 되면 그림 8(a)와 같이 트랜스포머 1차 측에는 입력전압 V_{in} 이 인가되며 트랜스포머 2차측 V_{sec} 에는 $V_{in}/(N_p/N_s)$ 이 유기된다. 이 때 출력 LC 필터에는 C_b 의 전압으로 인해 입력전압 V_{in} 의 크기에 관계없이 항상 V_o 보다 큰 V_{sec} 와 V_{Cb} 의 합이 인가되므로 출력다이오드 D_1 이 도통하여 입력 에너지가 트랜스포머와 출력 인덕터를 통해 출력 부하 측으로 전달되는 forward 컨버터 동작을 한다. 이때 DC 블러킹 캐패시터 C_b 에는 t_0 이전과 반대방향의 전류가 흐르게 되며 전하 평형 원리에 의해 t_0 이전에 충전된 에너지와 동일한 크기의 에너지만큼 방전하게 된다. 즉 이전 flyback 동작 시 2차측으로 흘렸던 평균 전류와 정확히 동일한 크기의 전류가 forward 컨버터 동작 시 흐름을 알 수 있으며 이로부터 forward 컨버터와 flyback 컨버터의 전력전달 시 전류는 서로 평형을 이룸을 알 수 있다. 한편 출력다이오드 D_2 와 D_3 에는 $V_{in}/(N_p/N_s)+V_{cb}$ 및 V_o 가 각각 인가되어 차단되며 자화 인덕터에는 입력전압이 인가되므로 V_{in}/L_m 의 기울기로 전류가 증가하여 에너지를 저장 한다.

② Mode 2 (t_1-t_2)

M_1 스위치가 턴-오프 되면 그림 8(b)와 같이 mode 1에서 저장된 트랜스포머 자화 인덕터의 에너지가 다이오드 D_2 와 D_3 를 통해 출력 측으로 전달되는 동시에 다이오드 D_2 를 통하여 출력 인덕터 전류가 환류 한다. 따라서 트랜스포머 자화인덕터에는 $(N_p/N_s)(V_o+V_{cb})$ 전압이 mode 1과 반대 극성으로 인가되므로 트랜스포머는

리셋 된다. 한편, DC 블러킹 캐패시터 C_b 에는 mode 1과 반대방향의 전류가 흐르게 되며 전하 평형 원리에 의해 mode1에서 방전된 에너지와 동일한 크기의 에너지만큼 충전하게 된다. 이후 자화 인덕터의 영전류가 검출되면 스위치 M_1 이 다시 턴-온 되어 mode 1이 반복된다.

일반적으로 forward 컨버터를 역률개선용 컨버터에 적용할 경우, 입력전압으로부터 트랜스포머 2차측에 유기되는 전압이 출력 전압보다 작은 구간에서는 출력 측으로의 에너지 전달이 불가능하였다. 그러나 제안된 컨버터의 경우 mode 1과 2에서 고찰된 바와 같이 DC 블러킹 캐패시터 C_b 의 전하평형 원리에 의해 입력전압 V_{in} 의 크기가 작은 경우에도 mode 2의 flyback 컨버터 동작 시 C_b 에 저장된 에너지를 이용하여 forward 컨버터 동작이 항상 가능하도록 할 수 있으므로 기존 flyback 컨버터에 비해 자화 인덕터(L_m)의 오프셋 전류를 최소화 할 수 있는 장점을 갖는다. 자화 인덕터 전류 오프셋은 3.3절에서 상세히 고찰하도록 한다.

3.3 제안된 LED 구동회로의 분석

이번 절에서는 기존의 PFC flyback 컨버터와 제안한 balanced forward-flyback 컨버터의 비교 분석에 대해 서술하였다. 주요 분석 요소는 입/출력 변환비, 스위치 및 다이오드의 전압 스트레스, 트랜스포머의 자화 인덕터(L_m)의 오프셋 전류이며, 상세 분석 내용을 아래 서술 하였다.

3.3.1 입/출력 전압 변환 비(Voltage Conversion Ratio)

본 논문에서 제안하는 balanced forward-flyback 컨버터의 입출력 전압 변환비는 트랜스포머의 자화 인덕턴스 (L_m)과 출력 인덕터 L_o 의 전압-시간 평형조건식을 통해 구할 수 있다. 트랜스포머의 자화인덕턴스 (L_m)은 스위치 M_1 이 턴-온 되는 DT_s 구간 동안, V_{in} 전압이 인가되고, 스위치 M_1 이 턴-오프 되는 $(1-D)T_s$ 구간 동안 $n(V_o+V_{cb})$ 전압이 인가되므로 다음과 같은 식 (3)이 성립한다.

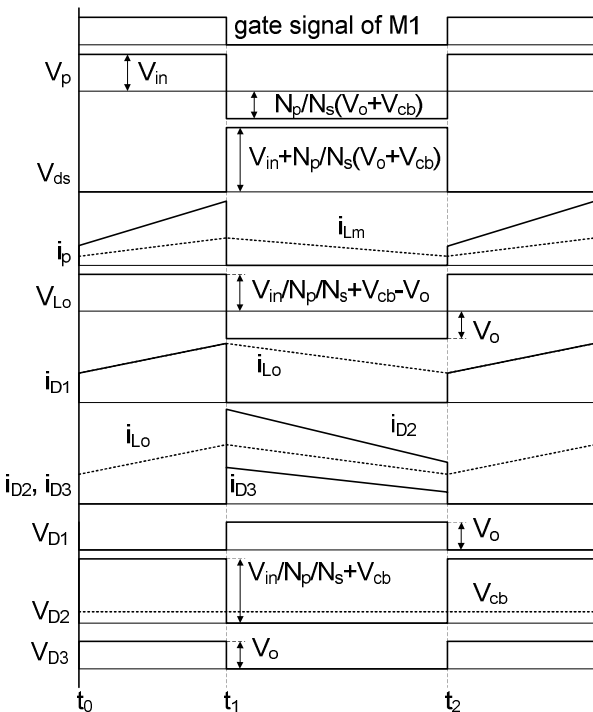


Fig. 10 Key waveforms of proposed converter

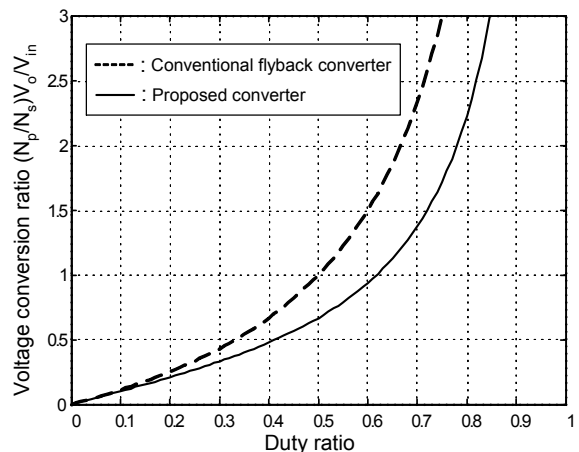


Fig. 11 Duty-to-voltage conversion ratios of flyback and proposed converters

Table 2 Design specifications for 24W LED Driver

Input Voltage	90V _{RMS} - 264V _{RMS}
Output Voltage (V _o)	42V
Output Current (I _o)	570mA
Minimum frequency	45kHz
Control Method	BCM

$$V_{in} D = \frac{N_p}{N_s} (V_o + V_{cb}) (1 - D) \quad (3)$$

출력 인덕터(L_o)의 경우 스위치 M₁이 턴-온 되는 DT_s 구간동안 V_{in}/(N_p/N_s)+V_{cb}-V_o 전압이 인가되고 스위치 M₁이 턴-오프 되는 (1-D)T_s 구간 동안 V_o 전압이 인가되므로 다음과 같은 식(4)가 성립되며, 식(4)를 출력 전압 V_o에 대해 나타내면 식(4)로 정리된다.

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_{in} + V_{cb} - V_o\right) D = V_o (1 - D) \quad (4)$$

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} V_{in} D + V_{cb} D \quad (5)$$

식(3)과 식(5)를 연립하면 블러킹 캐패시터 전압 V_{cb}는 다음 식(6)과 같이 정리되며, 이를 식(3)에 대입하면 입출력 관계식이 식(7)과 같이 도출된다.

$$V_{cb} = DV_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{D^2}{1 - D^2} V_{in} \quad (6)$$

$$V_{o(Proposed)} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1 - D^2} V_{in} \quad (7)$$

한편, PFC flyback 컨버터의 입/출력 변환 비는 자화 인덕터(L_m)의 전압-시간 평형 조건식을 통하여 구할 수 있으며 아래 식 (8)로 나타내었다.

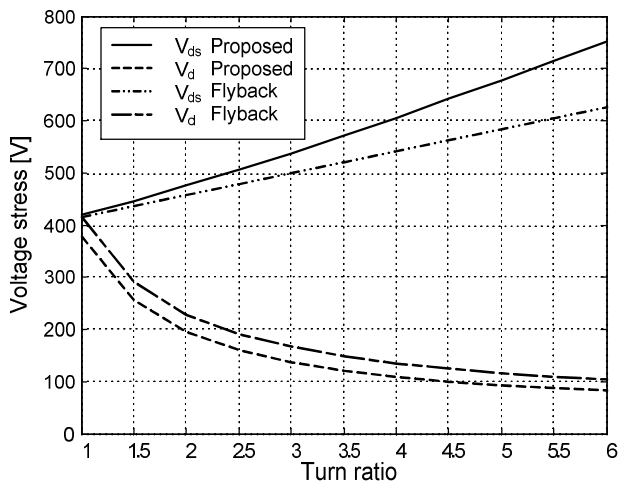


Fig. 12 Switch and diode voltage stresses of flyback and proposed converters

$$V_{o(Flyback)} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1 - D} V_{in} \quad (8)$$

식(5)와 식(6)에 나타낸 바와 같이 기존회로와 제안된 회로의 입출력 변환 비는 시비율 D와 트랜스포머의 턴비 n에 의존하는 것을 확인할 수 있으며, 그림 11에 시비율에 따른 입출력 전압 변환 비를 도시하였다.

3.3.2 스위치 및 다이오드의 전압 스트레스

다음으로 기존회로와 제안회로의 스위치 및 출력 다이오드 스트레스에 대해 비교 분석 하였으며, 비교 분석을 위한 LED 구동회로의 입출력 사양을 아래 표 2에 나타내었다.

제안 balanced forward-flyback 컨버터의 1차측 스위치의 전압 스트레스(V_{ds})는 턴-오프시 입력전압(V_{IN})과 2차측에서 유기되는 전압 (N_p/N_s)(V_o+V_{cb})의 합으로 나타낼 수 있으며, 최대 전압스트레스는 식 (9)와 같다.

$$V_{ds(Proposed)} = V_{in(pk)} + \frac{N_p}{N_s} (V_o + V_{cb}) \quad (9)$$

또한, 제안 balanced forward-flyback 컨버터는 총 3개의 출력 다이오드로 구성되어있으며 다이오드 D₁과D₃는 출력 전압에 클램프 되며, 다이오드 D₂의 경우 스위

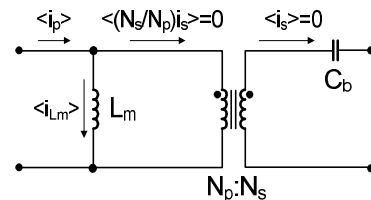


Fig. 13 Average current through magnetizing inductor of proposed circuit

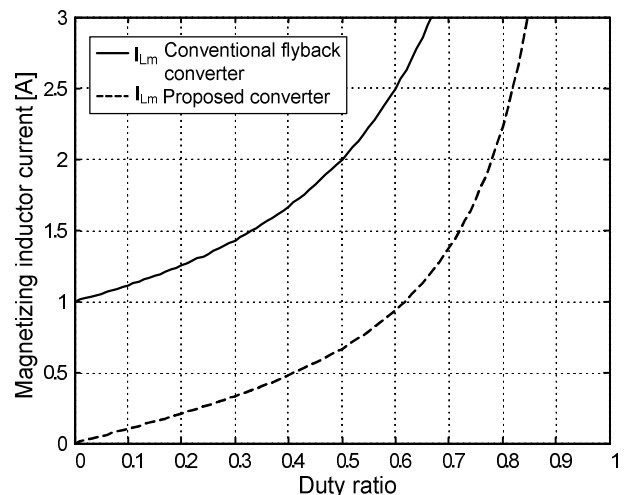


Fig. 14 Magnetizing inductor currents of flyback and proposed converters

치 턴-온 시 2차측으로 유기되는 전압과 DC 블러킹 캐패시터의 합으로 식 (10)과 같다.

$$V_{D2(Proposed)} = \frac{N_s}{N_p} V_{in(pk)} + V_{cb} \quad (10)$$

기존 PFC flyback 컨버터의 스위치 전압 스트레스는 입력전압 V_{in} 과 2차측에서 유기되는 전압 $(N_p/N_s)V_o$ 의 합으로 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ds(Flyback)} = V_{in(pk)} + \frac{N_p}{N_s} V_o \quad (11)$$

출력 다이오드의 전압 스트레스는 1 차측에서 2 차측으로 유기되는 전압과 출력 전압의 합으로 나타낼 수 있으며 식 (12)와 같다.

$$V_{D(Flyback)} = \frac{N_s}{N_p} V_{in(pk)} + V_o \quad (12)$$

그림 12에 턴 비에 의한 기존회로와 제안회로의 스위치 및 출력 다이오드의 전압스트레스를 도시하였다. 분석 결과 기존회로와 제안회로 모두 턴 비를 키우면 다이오드 전압스트레스는 유리하지만 스위치의 전압스트레스는 상승하게 됨을 확인할 수 있다. 또한, 제안회로의 경우 2차측 캐패시터의 전압이 더해져서 보이기 때

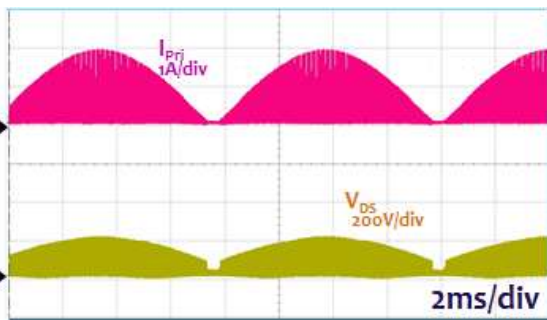
문에 기존 회로보다 다소 높은 전압스트레스를 갖으며 시제품 구현 시 이러한 요소를 감안하여 적정 턴 비와 소자를 선정해야 한다.

3.3.3 자화 인덕터(Lm)의 오프셋 전류

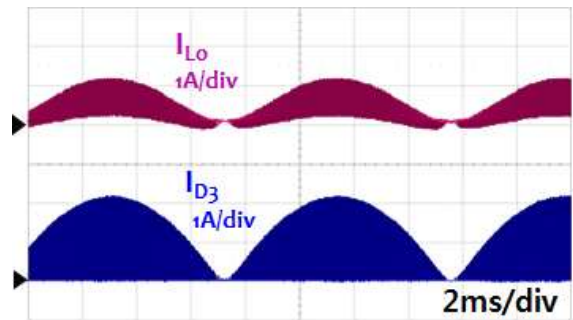
그림 13에 나타낸 제안 balanced forward-flyback 컨버터의 자화 인덕터 오프셋 전류 $\langle i_{Lm} \rangle$ 는 트랜스포머 1차측 평균 전류 $\langle i_p \rangle$ 와 트랜스포머 2차측 캐패시터 C_b 의 평균전류 $\langle i_s \rangle$ 를 턴비 $N_p:N_s$ 로 나눈 합으로 나타낼 수 있다. 하지만 2차측 캐패시터 C_b 의 한주기 평균 전류는 전하 평형 법칙에 의해 0이므로, 자화 인덕터의 오프셋 전류는 트랜스포머 1차측 평균 전류와 같고 이는 곧 입력전류 i_{in} 의 평균과 같다. 따라서 제안회로의 자화 인덕터 오프셋 전류는 식(13)과 같다.

$$\langle i_{Lm} \rangle = \langle i_p \rangle = \langle i_{in} \rangle = \frac{N_s}{N_p} \frac{DI_o}{1-D^2} \quad (13)$$

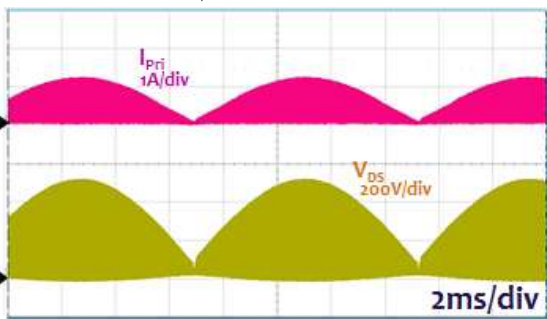
그림 14은 앞서 분석한 기존회로와 제안회로의 자화 인덕터(L_m) 전류를 도시한 그림이다. 그림에서 보이는 바와 같이 제안 회로는 기존회로에 비해 자화 인덕터의 오프셋 전류가 작으며, 이는 2차측에 삽입된 DC 블러킹 캐패시터에 의해 자화 인덕터 전류를 항상 최소화 시킬 수 있기 때문이다. 따라서 제안회로는 트랜스포머의 코어 손실 저감을 통한 고효율 달성에 용이하다고 할 수 있다.



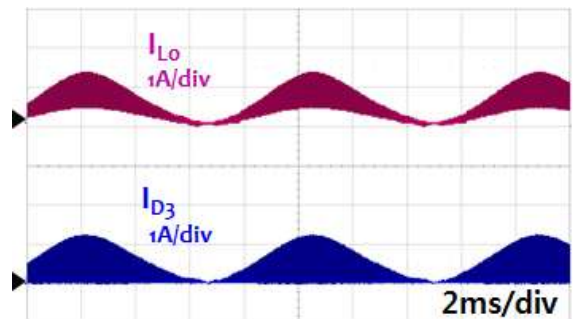
(a) i_p and V_{ds} measured at $V_{in}=90V_{RMS}$



(b) I_{Lo} and I_{D3} measured at $V_{in}=90V_{RMS}$



(c) i_p and V_{ds} measured at $V_{in}=264V_{RMS}$



(d) I_{Lo} and I_{D3} measured at $V_{in}=264V_{RMS}$

Fig. 15 Experimental key waveforms of proposed balanced forward-flyback converter

4. 제안된 LED 구동회로의 실험결과

본 논문에서 제안한 balanced forward-flyback 컨버터의 타당성검증을 위해 24W급 조명용 LED 구동회로를 위한 시작품을 제작하여 다음과 같은 실험 결과를 제시하였으며, 주요 파라미터는 다음과 같다.

- 입력 조건 : $90V_{RMS} - 264V_{RMS}$
- 출력 조건 : $42V / 570mA (24W)$
- 트랜스포머 권선 비 : $N_p:N_s=82:27$ (Core:EE2525W)
- 주요 파라미터 : $L_m=2mH, L_o= 100\mu H$
- 제어 IC : SN03A

그림 15에 입력전압이 90 및 $264V_{RMS}$ 일 때 1차측 전류 i_p , 스위치 양단전압 V_{ds} , 출력 인덕터 전류 i_{L_o} , 다이오드 D_3 전류 i_{D3} 파형 결과를 나타내었다. 1차측 전류 i_p 파형과 V_{ds} 파형에서 보인바와 같이 입력전류가 입력전압의 위상을 잘 추종하고 있다. 그림 15 (a)를 통하여 제안회로는 최소 입력전압 $90V_{RMS}$ 에서 약 47kHz의 주파수로 동작하며, 1차측에 흐르는 전류 스트레스는 1.27A이다. 그림 15 (c)는 최대 입력전압 $264V_{RMS}$ 에서 측정된 결과이며, 약 130kHz의 주파수로 동작하며, 스위치 최대 전압 스트레스는 576V 임을 확인하였다. 한편 그림 15(b)와 15(d)를 통해 출력 인덕터 전류 i_{L_o} 는 2차측에 삽입된 DC 블러킹 캐패시터 C_b 의 전하평형 원리에 의해 항상 연속적으로 흐르는 것을 확인할 수 있으며 전류 연속모드(CCM)으로 동작함을 확인하였다. 이를 통하여 입력전압의 크기에 관계없이 forward 컨버터 동작이 가능함을 확인할 수 있다.

제안된 balanced forward-flyback 컨버터의 효율 및 역률을 측정된 데이터는 그림 16에 나타내었으며 측정장비는 YOKOGAWA WT1600을 사용하였다. 측정조건은 최대 부하인 $42V / 570mA$ 에서 30분간 회로를 동작시킨 후 측정하였다. 제안된 회로는 입력 전압이 높을수록 효율이 증가하는 추세를 보였으며 전 입력전압 범위에서 88% 이상의 높은 효율을 나타내었다. 최대 효율은

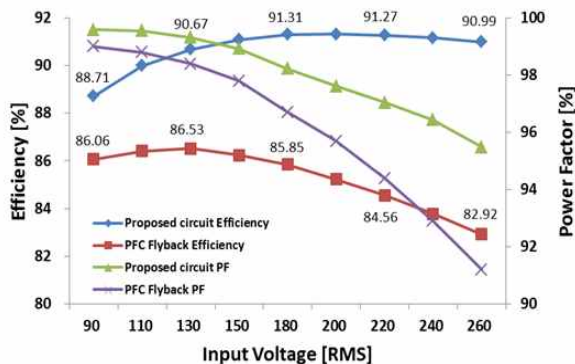


Fig. 16 Measured efficiencies and power factors of flyback and proposed converters

입력전압 $180V_{RMS}$ 에서 91.31%로 측정 되었으며, 이는 기존의 flyback 컨버터 보다 약 5% 이상의 효율 개선 효과를 가져온다. 뿐만 아니라 역률이 가장 낮은 경우인 최대 입력전압 $264V_{RMS}$ 에서 95.4%의 높은 역률 달성을 통하여 제안회로의 이론적 분석과 실험결과가 동일함을 검증하였다.

5. 결 론

기존의 역률 개선 기능을 수행하는 소 용량급 flyback 컨버터는 큰 자화 전류의 offset으로 인한 트랜스포머 코어손실이 전체 효율에 미치는 영향이 매우 높아 90% 이상의 고효율 동작을 기대하기 어려웠다. 반면 forward 컨버터의 경우 flyback 컨버터 보다 자화 인덕터의 오프셋 전류가 작아 고효율 동작에는 유리하지만 입력전압의 범위에 따라 부분적으로 에너지 전달이 이루어지지 못해 입력전류의 dead zone이 발생하며 이로 인하여 높은 역률을 기대하기 어려웠다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 2차측에 DC 블러킹 캐패시터를 삽입하여 스위치 턴-온 시 forward 동작을 통하여 입력전압의 크기에 관계없이 자화 인덕터의 오프셋 전류를 최소화시켜 코어손실을 저감하고, 턴-오프 시 flyback 동작으로 트랜스포머의 자화 인덕터 전류를 출력 측으로 회생시킴으로써 모든 스위칭 구간에서 전력전달이 가능해지므로 고효율 및 고역률 동작 특성을 갖는 balanced forward-flyback 컨버터를 제안 하였다. 제안회로의 타당성검증을 위하여 이론적 분석 및 24W급 LED 조명용 구동회로를 위한 시작품을 제작하여 실험을 수행하였으며, 제안회로의 실험결과 최대효율은 91.31%로 기존대비 약 5% 이상의 효율 개선 및 입력전압 전 영역에서 95%이상의 고역률 동작을 확인하였다. 따라서 제안된 회로는 역률 개선 및 고효율 동작에 매우 적합함을 확인하였으며, 유사한 입/출력 사양을 갖는 다양한 응용분야에 적합하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터육성 지원사업의 연구결과로 수행되었음(NIPA-2013-H0301-13-2007).

References

- [1] F. Xiaoyun, L. Xiaojian, and W. Yan, "Research and analysis of the design development and perspective technology for LED lighting products," in *Proceeding of CAID&CD*, pp. 1330-1334, Nov. 2009.
- [2] Jin-Bong Choi, Kwan Woo Kim, Young Cheol Lim, "LED Driver for the isolated LED Lighting using Flyback converter," *KIPE Power Electromics Annual*

conference, pp. 167-169, 2009.

- [3] Hua-Min Xu, Xin-Bo Ruan, Yang-Guang Yan "A novel forward single-stage single-switch power factor correction AC/DC converter," in *Proceeding of PESC*, Vol. 2, pp. 754-759, 2001.
- [4] Huai Wei "Comparison of basic converter topologies for power factor correction," *Southeastcon Proceedings. IEEE*, pp. 348-353, 2008.
- [5] Giorgio Spiazzi, Simone Buso, "Power Factor Preregulators Based on Combined Buck-Flyback Topologies," in *Proceeding of IEEE*, Vol. 15, pp. 197-204, 2000.
- [6] Vinayak N. Shet "A High Factor Forward Flyback Converter with Current Waveshaping," in *Proceeding of PEDES*, pp. 348-353, 2006.
- [7] Yoshito Kusuhara, Tamotsu Ninomiya, Shin Nakagawa, "Steady-State Analysis of a Novel Forward-Flyback-Mixed Converter," in *Proceeding of EPE-PEMC*, pp. 60-65, 2006.



황민하(黃敏夏)

1987년 12월 15일생. 2011년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2013년 2월 국민대 전자공학과 졸업(석사). 2013년 3월~현재 삼성전기 연구원.



강정일(姜正一)

1973년 9월 1일생. 1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박) 현재 삼성전자 영상디스플레이사업부 개발

팀 수석연구원.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 13일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구

구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.